

Clock generation circuit, control method of clock generation circuit and semiconductor memory device

Patent Number: ☐ US2002008558
Publication date: 2002-01-24
Inventor(s): CHIGASAKI HIDEO (JP); OKUDA YUICHI (JP); MIYASHITA HIROKI (JP)
Applicant(s):
Requested Patent: JP2002042469 ✓
Application Number: US20010908857 20010720
Priority Number (s): JP20000222309 20000724
IPC Classification: H03K3/017
EC Classification: H03K5/156D, G11C7/10R, G11C7/10S, H03K5/13D2, H03L7/081A, H03L7/087, H03L7/089C4F, H03L7/107, H03L7/113
Equivalents: TW535162, ☐ US6703879

Abstract

A clock duty adjusting circuit is provided in the subsequent stage of a variable delay circuit to control the delay of the variable delay circuit with the rising edge of clock. When the phase of the rising edge is matched with the reference clock, the duty of output clock is matched with the duty of the reference clock by adjusting the pulse width of the signal with the duty adjusting circuit at the falling edge.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

BEST AVAILABLE COPY

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-42469

(P2002-42469A)

(13)公開日 平成14年2月8日(2002.2.8)

(51)Int.Cl.

識別記号

G11C 11/407

G06F 1/06

H03K 5/04

H03L 7/081

FI

テマコー(参考)

H03K 5/04

5B024

G11C 11/34

362S 5B079

G06F 1/04

312A 5J001

G11C 11/34

354C 5J106

H03L 7/08

J

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 19 頁)

(21)出願番号

特願2000-222309(P2000-222309)

(22)出願日

平成12年7月24日(2000.7.24)

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(71)出願人 000233088

日立デバイスエンジニアリング株式会社

千葉県茂原市早野3681番地

(72)発明者 奥田 裕一

東京都小平市上水本町五丁目20番1号 株

式会社日立製作所半導体グループ内

(74)代理人 100085811

弁理士 大日方 富雄

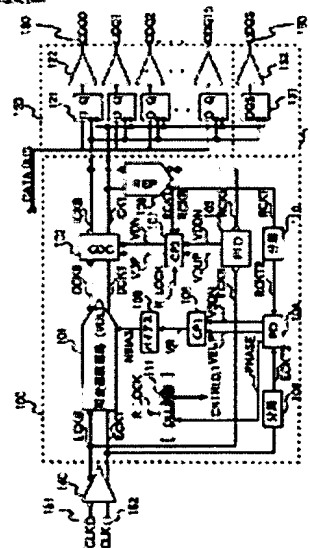
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 クロック生成回路および制御方法並びに半導体記憶装置

(57)【要約】

【課題】 簡易な回路を付加するだけで、位相制御で問題となる出力クロックのデューティのずれを回避し、より高精度の位相制御を行なえるクロック生成回路を実現する。

【解決手段】 可変遅延回路(101)の後段にクロックのデューティ調整回路(102)を設け、クロックの立ち上がりエッジで可変遅延回路の遅延量を制御し、立ち上がりエッジの位相が基準となるクロックと一致した段階で、立ち下がりエッジによってデューティ調整回路により信号のパルス幅を調整することによって、出力クロックのデューティを基準となるクロックのデューティと一致させるようにした。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 少なくとも 1つの入力端子と、少なくとも 1つの出力端子と、

前記入力端子に信号が入力された時刻から前記出力端子より信号が出力するまでの時間に対応した所定の遅延を入力信号に付与する固定遅延付手段と、

遅延時間制御端子を備え、該遅延時間制御端子への制御電圧に応じて入力信号に遅延を与えて出力する可変遅延回路と、

デューティ制御端子を備え、該デューティ制御端子への制御電圧に応じて入力された信号のパルス幅を変化させてデューティ比を調整するデューティ調整回路と、

上記遅延時間制御電圧を生成する遅延時間制御手段と、上記デューティ制御端子に印加される制御電圧を生成するデューティ制御手段とを有することを特徴とするクロック生成回路。

【請求項 2】 前記固定遅延付手段は、前記入力端子から前記可変遅延回路までの信号経路の遅延と、前記可変遅延回路から前記出力端子までの信号経路の遅延との和に相当する固定遅延を入力信号に付与することを特徴とする請求項 1に記載のクロック生成回路。

【請求項 3】 前記遅延時間制御手段は、前記固定遅延付手段から出力された信号の位相と前記可変遅延回路に入力される信号の位相とを比較し位相差に応じた信号を出力する位相比較回路と、該位相比較回路から出力される位相差に応じた信号に基づいて前記遅延時間制御端子に印加される制御電圧を生成する制御電圧生成手段とから構成されていることを特徴とする請求項 1または2に記載のクロック生成回路。

【請求項 4】 前記デューティ制御手段は、前記可変遅延回路の入力側の信号の位相と前記可変遅延回路の出力側の信号の位相とを比較し位相差に応じた信号を出力する第2の位相比較回路と、該第2の位相比較回路から出力される位相差に応じた信号に基づいて前記デューティ制御端子に印加される制御電圧を生成する第2の制御電圧生成手段とから構成されていることを特徴とする請求項 1ないし3のいずれかに記載のクロック生成回路。

【請求項 5】 前記デューティ調整回路は前記可変遅延回路の後段側に設けられ、前記固定遅延付手段はさらにそのデューティ調整回路の後段側に設けられるとともに、前記デューティ調整回路は、前記固定遅延付手段から出力される信号のデューティ比を、前記可変遅延回路の入力信号のデューティ比と同一にするようパルス幅を変化させることを特徴とする請求項 1ないし4のいずれかに記載のクロック生成回路。

【請求項 6】 前記遅延時間制御手段は、前記可変遅延回路に入力される信号の立ち上がりまたは立ち下がりエッジの位相と、前記固定遅延付手段から出力される信

号の立ち上がりまたは立ち下がりエッジの位相と、を比較し位相差に応じて前記遅延時間制御端子に印加される制御電圧を生成し、

前記デューティ制御手段は、前記可変遅延回路に入力される信号の立ち下がりまたは立ち上がりエッジの位相と、前記固定遅延付手段から出力される信号の立ち下がりまたは立ち上がりエッジの位相と、を比較し位相差に応じて前記デューティ制御端子に印加される制御電圧を生成するように構成されていることを特徴とする請求項 4または5に記載のクロック生成回路。

【請求項 7】 前記可変遅延回路は入力された差動信号を遅延して差動信号として出力するように構成されるとともに、前記固定遅延付手段から出力される信号も差動信号であり、前記デューティ制御手段は前記固定遅延付手段から出力される差動信号に基づいて前記デューティ制御端子に印加される制御電圧を発生可能に構成されていることを特徴とする請求項 4ないし6のいずれかに記載のクロック生成回路。

【請求項 8】 前記遅延時間制御手段を構成する前記位相比較回路は、比較される2つの信号の位相の進みまたは遅れを示す信号を出力するように構成されるとともに、該位相の進みまたは遅れを示す信号に基づいて位相ロック状態を判定する位相ロック判定手段が設けられ、該位相ロック判定手段から出力される位相ロック状態を示す信号に基づいて前記デューティ制御手段が前記第2の位相比較回路から出力される位相差に応じた信号または前記固定遅延付手段から出力される差動信号を選択し、選択した信号に基づいて前記デューティ制御端子に印加される制御電圧の生成を行なうように構成されていることを特徴とする請求項 8に記載のクロック生成回路。

【請求項 9】 請求項 1ないし8のいずれかに記載のクロック生成回路を備え、該クロック生成回路に外部から供給されるクロック信号を入力して生成されたクロック信号をタイミング信号としてデータ出力を行なうように構成されてなることを特徴とする半導体記憶装置。

【請求項 10】 少なくとも 1つの入力端子と、少なくとも 1つの出力端子と、前記入力端子に信号が入力された時刻から前記出力端子より信号が出力するまでの時間に対応した所定の遅延を付与する固定遅延付手段と、遅延時間制御端子を備え該遅延時間制御端子への制御電圧に応じて入力信号に遅延を与えて出力する可変遅延回路と、デューティ制御端子を備え該デューティ制御端子への制御電圧に応じて入力された信号のパルス幅を変化させてデューティ比を調整するデューティ調整回路と、上記遅延時間制御電圧を生成する遅延時間制御手段と、上記デューティ制御電圧を生成するデューティ制御手段とを有するクロック生成回路において、

まず入力信号の立ち上がりエッジまたは立ち下がりエッ

ジのいずれかに基づいて前記可変遅延回路により信号の位相を調整した後、他のエッジに基づいて前記デューティ調整回路によりデューティ比の調整を行なうことを特徴とするクロック生成回路の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、外部クロック信号に同期した内部クロック信号を生成するクロック生成回路さらにはデューティ比が調整可能なDLL（ディレイ・ロックド・ループ）回路に関し、例えばSDRAM（同期式ダイナミック型ランダム・アクセス・メモリ）における出力タイミングを決定するクロック信号を生成するクロック生成回路に利用して有効な技術に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、SDRAMのデータ転送レートを高速化する手段として、入力クロックの2倍の速度でデータの入出力を行うDDR（ダブル・データ・レート）方式のSDRAMが注目されている。DDR SDRAMでは高速でデータの入出力を行うため、DLLやSMRと呼ばれるクロック生成回路を搭載して、外部クロックの位相とデータ出力の位相を一致させることが行なわれている。これは、外部クロックに対する出力データのセットアップ時間を十分に確保するためであり、外部クロックの位相とデータ出力の位相を一致させた場合、読出しコマンドが入力されてからデータが出力されるまでの時間は外部クロックの周期の整数倍となる。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】クロック生成回路として用いられているDLL（ディレイ・ロックド・ループ）回路は、入力されたクロックを遅延させ、その遅延量を制御することで所望の位相を持つクロックを発生する回路である。しかし、従来のDLL回路においては、クロックを遅延する過程で、回路の不平等の影響で、クロックの立ち上がりエッジの遅延量と立ち下がりエッジの遅延量に差が生じ、結果として入力クロックのデューティ比（1周期に対するハイレベル期間の比率）と出力クロックのデューティ比（以下、単にデューティと称する）とが食い違ってしまいう可能性があった。クロックのデューティずれを防ぐためには、クロックの立ち上がりエッジと立ち下がりエッジで独立に位相制御する必要がある。

【0004】両エッジの遅延量を個別に制御するDLL回路として、クロックの立ち上がりエッジと立ち下がりエッジの遅延量を独立に制御できる可変遅延回路と、両方のエッジのそれぞれに対応した位相比較器とを有し、両エッジでそれぞれ独立に位相比較を行ない可変遅延回路にフィードバックをかける方式の回路が公知である（例えば、特開平6-29835号）。

【0005】また、立ち上がりエッジ用と立ち下がりエ

ッジ用の2種類の遅延回路を有し、両エッジの遅延量を個別に制御するDLL回路も公知である。このようなDLLの例としては、特開平11-15555号がある。

【0006】DLL用の可変遅延回路としては従来より種々の回路形式のものが提案されているが、クロックのデューティずれを防止するため立ち上がりエッジと立ち下がりエッジの遅延量を独立に制御できる可変遅延回路を用いる場合には、使用できる回路が限定される。そのため、設計の自由度が下がるとともに、DLL回路の性能は主に可変遅延回路の性能で決定されるため、可変遅延回路の種類が限定されることはDLL回路の性能が限定されることにつながる。

【0007】一方、立ち上がりエッジ用と立ち下がりエッジ用の2種類の遅延回路を用いる場合には、回路規模及び消費電流が大幅に増加するため、DLL回路を搭載したシステムの回路面積及び消費電流が増加するという問題がある。

【0008】本発明の目的は、簡易な回路を付加するだけで、位相制御で問題となる出力クロックのデューティのずれを回避し、より高精度の位相制御を行なえるクロック生成回路を提供することにある。

【0009】この発明の前記ならびにその他の目的と新規な特徴は、本発明の記述および添付図面から明らかなるであろう。

【0010】

【課題を解決するための手段】本願において開示される発明のうち代表的なものの概要を簡単に説明すれば、下記の通りである。

【0011】すなわち、少なくとも1つの入力端子と、少なくとも1つの出力端子と、前記入力端子に信号が入力された時刻から前記出力端子より信号が出力するまでの時間に対応した所定の遅延を入力信号に付与する固定遅延付与手段と、遅延時間制御端子を備え該遅延時間制御端子への制御電圧に応じて入力信号に遅延を与えて出力する可変遅延回路と、デューティ制御端子を備え該デューティ制御端子への制御電圧に応じて入力された信号のパルス幅を変化させてデューティ比を調整するデューティ調整回路と、上記遅延時間制御電圧を生成する遅延時間制御手段と、上記デューティ制御端子に印加される制御電圧を生成するデューティ制御手段とを設けるようにしたものである。

【0012】上記した手段によれば、可変遅延回路とは別個にデューティ調整回路を設けているので、独特の回路形式の可変遅延回路を用いずにデューティを調整できるため、設計の自由度が高く使用する可変遅延回路の性能によってクロック生成回路の性能が制限されることがない。また、デューティ調整回路は信号のパルス幅を変化させてデューティを調整するので、入力信号の立ち上がりエッジの位相と立ち下がりエッジの位相をそれぞれ可変遅延回路を有する別個のDLL回路等で制

御してデューティを調整する方式に比べて回路規模が小さくて済む。

【0013】前記固定遅延付手段は、前記入力端子から前記可変遅延回路までの信号経路の遅延と、前記可変遅延回路から前記出力端子までの信号経路の遅延との和に相当する固定遅延を入力信号に付与するように構成する。これにより、外部から入力されるクロック信号に同期しその変化点に合わせて所望の信号を出力させるタイミングを与える内部クロック信号を生成することができる。

【0014】また、前記遅延時間制御手段は、前記固定遅延付手段から出力された信号の位相と前記可変遅延回路に入力される信号の位相とを比較し位相差に応じた信号を出力する位相比較回路と、該位相比較回路から出力される位相差に応じた信号に基づいて前記遅延時間制御端子に印加される制御電圧を生成する制御電圧生成手段とから構成する。これにより、フィードバックループによる自動的な位相合わせが可能となる。

【0015】さらに、前記デューティ制御手段は、前記可変遅延回路の出力側の信号の位相と前記可変遅延回路の入力側の信号の位相とを比較し位相差に応じた信号を出力する第2の位相比較回路と、該第2の位相比較回路から出力される位相差に応じた信号に基づいて前記デューティ制御端子に印加される制御電圧を生成する第2の制御電圧生成手段とから構成する。これにより、デューティ制御手段を遅延時間制御手段と同様な形式の回路とすることができ、回路設計が容易になる。

【0016】また、前記デューティ調整回路は前記可変遅延回路の後段側に設けられ、前記固定遅延付手段はさらにそのデューティ調整回路の後段側に設けられるとともに、前記デューティ調整回路は、前記固定遅延付手段から出力される信号のデューティ比を、前記可変遅延回路の入力信号のデューティ比と同一にするようパルス幅を変化させる構成とすることが望ましい。デューティ調整機能を可変遅延回路内に組み込むことも可能であるが、デューティ調整回路を可変遅延回路と別個にすることにより各回路をそれぞれ最適化設計することができ、回路の性能をより一層高めることができる。また、前記デューティ調整回路を前記可変遅延回路の後段側に設け、前記固定遅延付手段はさらにそのデューティ調整回路の後段側に設けることにより、デューティ調整回路は単に信号のパルス幅を変化させることでデューティを調整することができる。

【0017】さらに、望ましくは、前記遅延時間制御手段は、前記可変遅延回路に入力される信号の立ち上がりまたは立ち下がりエッジの位相と、前記固定遅延付手段から出力される信号の立ち上がりまたは立ち下がりエッジの位相と、を比較し位相差に応じて前記遅延時間制御端子に印加される制御電圧を生成し、前記デューティ制御手段は、前記可変遅延回路に入力される信号の立

ち下がりまたは立ち上がりエッジの位相と、前記固定遅延付手段から出力される信号の立ち上がりまたは立ち上がりエッジの位相と、を比較し位相差に応じて前記デューティ制御端子に印加される制御電圧を生成するように構成する。これにより、クロックの一方のエッジを基準として可変遅延回路がクロックの遅延量を制御し、クロックの他方のエッジを基準としてデューティ調整回路がクロックのパルス幅を変化させてデューティを制御することとなり、結果としてクロックの立ち上がりエッジと立ち下がりエッジの双方において高精度な位相制御を行なうことが可能になり、出力クロックのデューティを入力クロックのデューティに正確に一致させることができる。

【0018】さらに、前記可変遅延回路は入力された差動信号を遅延して差動信号として出力するように構成するとともに、前記固定遅延付手段から出力される信号も差動信号とし、前記デューティ制御手段は前記固定遅延付手段から出力される差動信号に基づいて前記デューティ制御端子に印加される制御電圧を発生可能に構成する。これにより、可変遅延回路における遅延が正側と逆側とで異なっているとしても、正確なデューティ調整が可能となる。

【0019】また、前記遅延時間制御手段を構成する前記位相比較回路は、比較される2つの信号の位相の進みまたは遅れを示す信号を出力するように構成されるとともに、該位相の進みまたは遅れを示す信号に基づいて位相ロック状態を判定する位相ロック判定手段が設けられ、該位相ロック判定手段から出力される位相ロック状態を示す信号に基づいて前記デューティ制御手段が前記第2の位相比較回路から出力される位相差に応じた信号または前記固定遅延付手段から出力される差動信号を選択し、選択した信号に基づいて前記デューティ制御端子に印加される制御電圧の生成を行なうように構成する。

【0020】あるいは、少なくとも1つの入力端子と、少なくとも1つの出力端子と、前記入力端子に信号が入力された時刻から前記出力端子より信号が出力するまでの時間に対応した所定の遅延を付与する固定遅延付手段と、遅延時間制御端子を備え該遅延時間制御端子への制御電圧に応じて入力信号に遅延を与えて出力する可変遅延回路と、デューティ制御端子を備え該デューティ制御端子への制御電圧に応じて入力された信号のパルス幅を変化させてデューティ比を調整するデューティ調整回路と、上記遅延時間制御電圧を生成する遅延時間制御手段と、上記デューティ制御電圧を生成するデューティ制御手段とを有するクロック生成回路において、まず入力信号の立ち上がりエッジまたは立ち下がりエッジのいずれかに基づいて前記可変遅延回路により信号の位相を調整した後、他のエッジに基づいて前記デューティ調整回路によりデューティ比の調整を行

なうようにする。

【0021】これにより、回路の動作を開始してから立ち上がりエッジを位相ロックするまでは出力クロックのデューティを50%に制御することにより、可変遅延回路の動作が立ち上がりエッジの遅延量は大きくなるが立ち下がりエッジの遅延量は大きくならないような状態でも立ち上がりエッジの位相ロックを行なうことができる。

【0022】さらに、上記のような構成を有するクロック生成回路を備えた半導体記憶装置において、クロック生成回路に外部から供給されるクロック信号を入力して生成されたクロック信号をタイミング信号としてデータ出力を行なうように構成することにより、出力データの位相を外部クロックの位相と精度良く一致させ、セットアップ時間に余裕のある半導体記憶装置を実現することができる。

【0023】

【発明の実施の形態】図1には、本発明をDDR SDRAMにおけるDLL（ディレイ・ロックド・ループ）を用いたクロック生成回路に適用した場合の一実施例を示す。

【0024】まず、大まかな構成を説明する。100はDLLを用いたクロック生成回路、120は例えば16ビットのデータDQ0～DQ15を並列に出力可能な出力回路、130はデータDQ0～DQ15と同一周期、同一位相でデータDQ0～DQ15の取込みタイミングを与えるデータストローブ信号DQSの出力回路、140は外部クロックCLK、/CLKの入力バッファ回路、151は外部クロックCLKの入力端子、152は逆相のクロック/CLKの入力端子、180は上記データDQ0～DQ15の出力端子、190は上記データストローブ信号DQSの出力端子である。出力回路120は、出力データDQ0～DQ15の各ビットに対応して設けられたデータラッチ回路121と出力バッファ回路122とにより構成されている。

【0025】クロック生成回路100は、入力された外部クロックCLK、/CLKを遅延する可変遅延回路（VDL）101と、可変遅延回路101で遅延されたクロックのデューティを調整するデューティ調整回路（CDC）102と、上記入力バッファ140の遅延量 t_1 と上記データラッチ回路121および出力バッファ回路122の遅延量 t_3 との和（ $t_1 + t_3$ ）に相当する遅延量を上記可変遅延回路101の出力を遅延するレプリカ遅延回路（REP）103と、入力バッファ140により取り込まれた外部クロックECLKTを分周する分周回路109、レプリカ遅延回路103の出力RCKTを分周する分周回路110、上記分周回路109、110で分周されたクロックECKT2とRCKT2の位相を比較する位相比較器（PD）104と、位相比較器104の出力VBUP、VBONに基づいて位相

差に応じた電圧VBを発生するチャージポンプ回路106、発生電圧VBに基づいて可変遅延回路101に対する遅延量制御信号NBASを生成するバイアス回路108、上記可変遅延回路101やチャージポンプ回路106などの動作を制御するDLL制御回路111などから構成されている。

【0026】さらに、本実施例のクロック生成回路100には、上記入力バッファ140により取り込まれた外部クロックECLKとレプリカ遅延回路103の他方の出力RCKBの位相を比較する位相周波数比較器（PFD）105が設けられ、この位相周波数比較器105の出力VOP、VONにより上記デューティ調整回路102の制御が行なわれるように構成されている。

【0027】DLL制御回路111は、DLL全体の制御信号を発生する回路であり、上記位相比較器104から位相比較結果を示す信号PHASEが供給され、DLL制御回路111からは上記チャージポンプ回路106、107に対する制御信号CTRL0、CTRL1やRLOCKその他様々な制御信号が発生されるが、図1には本発明の内容に関係がある信号のみを示している。

【0028】次に、本実施例のクロック生成回路100の機能および動作を説明する。

【0029】上記の通り、DDR SDRAMにおけるクロック生成回路100は、出力データDQ0～DQ15の位相と入力クロックCLK、/CLKの位相とが一致するように、内部クロックQCLKの位相を調整する回路である。

【0030】ここで、クロック入力バッファ140の遅延量を t_1 、可変遅延回路101とデューティ調整回路102の遅延量の合計を t_2 （可変）、データ出力ラッチ121とデータ出力バッファ122の遅延量の合計を t_3 、分周回路109と分周回路110の遅延量を t_0 とする。レプリカ遅延回路103は可変遅延回路101で遅延されたクロックQCKTに所望の位相を与えるため、クロックアクセス時間と等しい遅延量（ $t_1 + t_3$ ）を持たせてある。位相比較器104は分周回路109と分周回路110で分周されたクロックECKT2とRCKT2の位相を一致させるようにVPUP、VPON信号を出力して、可変遅延回路101の遅延量 t_2 の値を制御する。

【0031】これによって、クロック生成回路100においては、外部クロックCLK、/CLKの周期を t_{CK} とすると、CLK、/CLKに対するデューティ調整回路102の出力側クロックQCKTの遅延は、入力バッファ140の遅延量 t_1 と可変遅延回路101およびデューティ調整回路102の遅延量 t_2 との和であるので、

$t_1 + t_2$

同様に、分周回路110の出力側クロックRCKT2の

遅延は

$$t_1 + t_2 + t_{DIV} + (t_1 + t_3)$$

一方、分周回路109の出力側クロックE CKT 2の遅延は

$$t_1 + t_{DIV}$$

$$t_1 + t_2 + t_{DIV} + (t_1 + t_3) = t_1 + t_{DIV} + t_{CK} \quad \cdots \cdots (式1)$$

である。この式を整理すると、

$$t_2 = t_{CK} - (t_1 + t_3)$$

$$t_1 + t_2 + t_3 = t_{CK}$$

となる。これを図により説明すると、図2(A)に示すように、外部クロックCLK、CLKの周期tCKに対して、入力バッファ140の遅延量t1と可変遅延回路101およびデューティ調整回路102の遅延量t2と出力ラッチ121およびデータ出力バッファ122の遅延量t3との和(t1+t2+t3)が一致するように、可変遅延回路101の遅延量t2が制御されることを意味している。

【0033】ところで、上記説明は、1クロックサイクルで位相合わせが行なわれた場合である。図1のクロック生成回路100は理論的にはすなわち可変遅延回路101の遅延量t2が0〜無限に制御可能であるとする。位相合わせは1クロックサイクルでなくnクロックサイクル(nは自然数)で行なわれても良い。これを式で表わすと、

$$t_1 + t_2 + t_{DIV} + (t_1 + t_3) = t_1 + t_{DIV} + n \times t_{CK}$$

となる。この式を整理すると、

$$t_2 = n \times t_{CK} - (t_1 + t_3)$$

よって、CLKの遅延は

$$n \times t_{CK} - t_3$$

となる。また、出力データDQ0〜DQ15の遅延は、上記CLKの遅延(n×tCK−t3)と出力ラッチ121およびデータ出力バッファ122の遅延量t3との和であるので、n×tCKとなる。これによって、出力データDQ0〜DQ15の位相は入力クロックCLK、CLKの位相と等しくされる。このことより、可変遅延回路101の遅延量t2とクロックアクセス時間(t1+t3)との合計値はn×tCKとなることが分かる。つまり、

$$t_2 + (t_1 + t_3) = n \times t_{CK} \quad \cdots \cdots (式2)$$

である。ここで、nの値は任意の自然数である。以下、サイクル数nの値を用いて、サイクル数nでクロック生成回路100が位相ロックする場合を、例えば1CKロック、2CKロックのようにnCKロックと呼ぶこととする。

【0034】図2(B)には、2クロックサイクルで回路が位相ロックする2CKロックの場合における入力バッファ140の遅延量t1と可変遅延回路101の遅延量t2と出力ラッチ121およびデータ出力バッファ122の遅延量t3との和(t1+t2+t3)とクロック

である。

【0032】ここで、RCKT2の位相とE CKT2の位相が等しくなるように制御されるので、1クロックサイクルで位相合わせが行なわれたとすると、次の式が成り立つ。すなわち、

クサイクルtCKとの関係を示す。2CKロックの場合、図2(B)に示すように、(t1+t2+t3)=2tCKの関係になるように、可変遅延回路101の遅延量t2が制御される。同様にして、3CKロックの場合には、(t1+t2+t3)=3tCKの関係になるように、可変遅延回路101の遅延量t2が制御される。なお、今後は特に説明がない限り、1CKロックであるとする。

【0035】さらに、本実施例においては、位相比較器107の前段に分周回路109、110を設けてE CKTとRCKTを2分周したクロックの位相を比較するようにしている。これは、ハーモニック・ロックによる誤動作を防ぐためである。

【0036】図3を用いて、ハーモニック・ロックとその対策について説明する。まず、可変遅延回路101の遅延量は最小であるためt2+(t1+t3)も最小であるとする。

【0037】外部クロックCLK、CLKが入力されると、これに応じたクロックE CKTの立ち上がりエッジE_0は、可変遅延回路101及びレプリカ遅延回路103を伝播してクロックRCKTの立ち上がりエッジR_0となる。エッジE_0からR_0までの遅延量はt2+(t1+t3)である。同様にエッジE_2はR_2、E_3はR_3……となる。ここで、外部クロックCLK、CLKの周期tCKが大きく、図3(e)、

(b)のようにt2+(t1+t3)<tCK/2である場合を考えると、クロックRCKTの立ち上がりエッジR_0に最も位相に近いクロックE CKTの立ち上がりエッジはE_0である。よって、クロックE CKT、RCKTを直接位相比較器104に入力して位相制御を行うと、R_0の位相をE_0へ一致させるように可変遅延回路101の遅延量t2を小さくさせる方向への制御が行なわれる。しかしこの時点で、可変遅延回路101の遅延量t2は既に最小であるので、クロックRCKTの立ち上がりエッジをクロックE CKTの立ち上がりエッジに一致させることはできない。この状態がハーモニック・ロックによる誤動作である。

【0038】ハーモニック・ロックによる誤動作を防ぐため、図1のDLLでは分周回路109及び110が設けられている。そのため、分周回路110から出力されるクロックRCKT2は、図3(e)のような位相と周期を持つ。つまり、分周回路110はクロックRCKTの立ち上がりエッジR_0からRCKT2の立ち上がりエッジR_2_0を生成する。そして、2分周回路109

から出力されるクロックECKT2は、図3(c)のような位相を持つ。つまり、分周回路109はクロックECKTの立ち上がりエッジE₁からECKT2の立ち上がりエッジE₂₋₁を生成する。

【0039】ここで、R₀からR₂₋₀までの遅延量と、E₁からE₂₋₁までの遅延量と、E₂からE₂₋₂までの遅延量は、ともに10IVで等しい。

【0040】このクロックECKT2、RCKT2を位相比較器104へ入力して位相比較を行なうと、RCKT2の立ち上がりエッジR₂₋₀に最も近いECKT2の立ち上がりエッジは、E₂₋₁である。従って、このとき位相比較器104は、RCKT2の立ち上がりエッジR₂₋₀にECKT2の立ち上がりエッジE₂₋₁を一致させるようにダウン信号VBDNを出力する(図3(f)参照)。これは、可変遅延回路101の遅延時間t₂を大きくさせる方向であるので、ハーモニック・ロックによる誤動作を防ぐことができる。

【0041】ここではn=1の場合について説明したが、n=2、n=3、n=4についても同様の方式で対応することができる。ただし、n=1の場合は2分周回路で良いが、n=2のときは4分周回路、n=3のときは6分周回路、n=4のときは8分周回路……のように、2n分周回路が必要となる。

【0042】次に、本実施例のDLL回路のより具体的な構成と制御方法を説明する。まず、入力バッファ回路140は、図4のように、一対の入力差動MOSFETとその共通ソース側に接続された電流源用MOSFETとドレイン側に接続された一対のアクティブ負荷MOSFETを含む2個の差動増幅回路AMP1、AMP2を組み合わせた構成を有しており、チップ外部から入力された差動のクロック信号CLK、/CLKを増幅し、CMOSレベルの差動クロックECKT、ECKBとして出力する役割を担っている。

【0043】なお、CKENは定電流用MOSFETのゲート端子に印加されて動作電流をオン、オフ制御することで入力バッファ回路140の動作を制御するクロックイネーブル信号であり、特に制限されるものでないが、クロックイネーブル信号CKENが同じくゲート端子に印加され上記電流源用MOSFETと相補的にオン、オフされて電流遮断時に出力電位をVCCに固定するためのMOSFETが出力ノード側の負荷MOSFETと並列に接続されている。2個の差動増幅回路AMP1、AMP2を並列に組み合わせているのは、回路を完全に対称にして差動クロック信号CLK、/CLKの真側と偽側で信号の遅延が全く同じになるようにするためである。

【0044】可変遅延回路101は、図5に示されているように、直列に接続された8個の可変遅延素子401a~401hにより構成され、各可変遅延素子401a~401hは、図6に示されているよう差動インバータ

INVにより構成されている。

【0045】可変遅延素子401a~401hとしての差動インバータは、通常の差動増幅回路と類似の回路構成を備えており、電流源用MOSFET Qc1のゲート端子に、前記バイアス回路108(図1参照)からのバイアス電圧NBiasが印加されて制御される。また、入力差動MOSFET Q1、Q2のドレイン側にゲート・ドレイン結合のMOSFET Q3、Q4と出力ノードがゲート端子に交差結合されたMOSFET Q5、Q6とが並列に接続された負荷を有することにより、回路の対称性が保証され真側と偽側で信号の遅延が全く同じになるようにされている。

【0046】上記のように構成された可変遅延素子401a~401hは、バイアス電圧NBiasの電位により差動インバータの動作電流が変化するので、その電流値の大きさによって信号が入力されてから出力されるまでの遅延量が変化する。具体的にはバイアス電圧NBiasの電位が上昇すると遅延量は減少し、バイアス電圧NBiasの電位が下降すると遅延量が増加する。また、図6の可変遅延素子401a~401hは、その出力は小振幅差動信号であり、消費電力が少ないとともに、遅延時間が電源電圧の変動に対して安定しているという利点がある。

【0047】図7には、デューティ調整回路102の具体的な回路構成例が示されている。図7に示すように、デューティ調整回路102は、図4に示されている入力バッファ回路140と類似の回路構成を備えており、2つの差動増幅回路AMP11、AMP12を並列に接続した構成とされている。また、各差動増幅回路AMP11、AMP12は、可変遅延回路101からの差動のクロック信号DCKT、DCKBがゲート端子に印加された入力差動MOSFET Q11a、Q12a；Q11b、Q12bのドレイン端子とアクティブ負荷との間にMOSFET Q21a、Q22a；Q21b、Q22bが直列に接続されている。そして、このMOSFET Q11a、Q12a；Q11b、Q12bのゲート端子に位相周波数比較器105で検出された位相差に応じた電圧を発生するチャージポンプ107からの電圧VDP、VDNがそれぞれ印加されており、MOSFET Q11a、Q12a；Q11b、Q12bは電圧VDP、VDNに応じて抵抗が変化する可変抵抗素子として機能するようにされている。

【0048】この実施例のデューティ調整回路102に可変遅延回路101からクロック信号DCKT、DCKBが入力されるとCMOSレベルの信号に増幅されるとともに、MOSFET Q21a、Q22a；Q21b、Q22bの作用により、電圧VDP、VDNに応じて出力信号の立ち上がり時間と立下がり時間が変化することで出力クロックICKT、ICKBのデューティが調整される。

【0049】この動作をさらに詳しく説明するため、差動増幅回路AMP11に等しい先ず電圧VDPとVDNとが等しい場合を考える。この場合、MOSFET Q21a、Q22aのオン抵抗は等しくMOSFET Q11a、Q12aに対して同一大きさの負荷抵抗として作用する。そのため、図8(A)のようなデューティが50%のクロック信号DCKT、DCKBが入力されたとする。すると、正相側の出力ノードn2の電位Vn2は、図8(B)の実線mのように立上がり時間と立下がり時間がほぼ同一となり、それをインバータINV1で反転した出力クロックICKTは図8(C)の実線mのようにデューティが50%のクロックのまま出力される。

【0050】ここで、電圧VDPの方がVDNよりも高くなった場合を考えると、この場合、MOSFET Q21a、Q22bのオン抵抗は減り、Q21b、Q22aのオン抵抗は増加することとなる。これによって、MOSFET Q11aは負荷が軽くなりQ12aは負荷が重くなるため、正相側の出力ノードn2の電位Vn2は、図8(B)の破線Lのように立上がりはアクティブ負荷の作用で早くなって立上がり時間が短くなるとともに、立下がりにはQ12aの抵抗増加で遅くなって立下がり時間が長くなる。その結果、出力ノードn2の電位Vn2をインバータINV1で反転した出力クロックICKBは図8(C)の破線Lのようにデューティが50%よりも小さなクロックとして出力される。回路の対称性からICKTはデューティが50%よりも大きなクロックとして出力される。

【0051】一方、電圧VDPの方がVDNよりも低くなった場合を考えると、この場合、MOSFET Q21a、Q22bのオン抵抗は増加しQ21b、Q21aのオン抵抗は減ることとなる。これによって、MOSFET Q11aは負荷が重くなりQ12aは負荷が軽くなるため、正相側の出力ノードn2の電位Vn2は、図8(B)の破線Sのように立上がりはアクティブ負荷の作用で遅くなって立上がり時間が長くなるとともに、立下がりにはQ12aの抵抗軽減で速くなって立下がり時間が短くなる。その結果、出力ノードn2の電位Vn2をインバータINV1で反転した出力クロックICKBは図8(C)の破線Sのようにデューティが50%よりも大きなクロックとして出力される。回路の対称性からICKTはデューティが50%よりも小さなクロックとして出力される。

【0052】デューティ調整回路101から出力されるクロックICKT、ICKBは、DLL外部へ出力されると同時に、レプリカ遅延回路103へ入力される。前述したように、レプリカ遅延回路103は入力クロックICKT、ICKBに、入力バッファ140の遅延 t_1 および出力回路120の遅延 t_3 との和に相当する所定の遅延量(t_1+t_3)を与える回路である。レ

プリカ遅延回路103の遅延量精度は、データ出力位相の精度に直接係わってくるため高精度のものが要求されるが、従来より既に幾つかの回路形式が提案されており、本実施例では従来より使用されているレプリカ回路を用いているので、ここでは回路の詳細については省略する。要するにレプリカ遅延回路103は、入力バッファ140と同一構成の回路と出力回路120と同一構成の回路とを直列に接続した構成とされることで、所定の遅延量(t_1+t_3)を得るようにされる。

【0053】レプリカ遅延回路103で遅延されたクロックRCKTは、分周回路110によって2分周され、クロックRCKT2とされる。また、入力バッファ140により取り込まれたクロックECKTも同様に分周回路109によって2分周され、クロックECKT2となる。分周回路109および110でクロックECKTおよびRCKTの分周を行なうことによって、前述したように、ハーモニック・ロスを防ぐことができる。分周回路109、110は、公知の分周回路と同様であり、例えば負相側出力をデータ端子にフィードバック入力したフリップフロップによりそれぞれ構成され、クロックの立ち上がりによりラッチ動作を行なうことでクロックRCKT、ECKTがそれぞれ2分周された信号が正相側出力端子から出力される。

【0054】図9には、分周回路109、110で分周されたクロックECKT2とRCKT2の位相比較を行なう位相比較器104の具体例が示されている。位相比較器104は、データ端子にクロックRCKT2がまたクロック端子にクロックECKT2が入力されたフリップフロップ501と、クロックECKT2の立ち上がり毎にパルスが発生するワンショットパルス発生回路502と、フリップフロップ501の正相と逆相の出力Q、QBを各々一方の入力端子に受け他方の入力端子にワンショットパルス発生回路502の出力パルスPULSEを共通に受けるようにされた2つのANDゲート回路503、504などから構成されている。

【0055】この実施例の位相比較器104は、図3(c)と(e)のように、クロックRCKT2の立ち上がりエッジがECKT2の立ち上がりエッジよりも先に入力されると、フリップフロップ501の出力Qがハイレベル、反転出力QBがロウレベルにされ、それらがワンショットパルス発生回路502の出力パルスPULSEにより出力されることで、図3(f)のように、位相の進みを示す出力信号VBONにパルスが形成され、出力される。一方、クロックRCKT2の立ち上がりエッジがECKT2の立ち上がりエッジよりも遅いと、フリップフロップ501の出力Qがロウレベル、反転出力QBがハイレベルにされ、それらがワンショットパルス発生回路502の出力パルスPULSEにより出力されることで、図3(g)のように、位相の遅れを示す出力信号VBUPにパルスが形成され、出力される。つまり、

クロックE CKT 2の位相とR CKT 2の位相のどちらが早いかに応じて、VBDNまたはVBUPが出力されることとなる。

【0056】また、フリップフロップ501の出力Qは、バッファ505を介してDLL制御回路111に位相の進み/遅れを示す信号PHASEとして供給される。これにより、DLL制御回路111はクロックE CKT 2の位相とR CKT 2の位相のどちらが早いかわかることができる。フリップフロップ501のデータ入力端子側接続されているインバータ506はクロックE CKT 2の入力側とR CKT 2の入力側とで負荷を均等して信号伝達遅延時間を等しくするためのダミー回路である。

【0057】上記位相比較器104から出力されたパルス信号VBUP、VBDNは、チャージポンプ回路106に入力され、クロックE CKT 2の位相とR CKT 2の位相のどちらが早いかに応じて出力電圧VBが変化する。チャージポンプ回路106は、図10に示されているように、4つの電流源601～604及び4つのMOSスイッチ605～608と、抵抗609とキャパシタ610からなる低域通過フィルタとから構成される。

【0058】ここで、チャージポンプ回路106にアップ信号VBUPのパルスが入力されると、MOSスイッチ605が導通状態となり、電流源601からの電流I1がフィルタに供給されてキャパシタ610が充電されて出力電圧VBの電位が上昇する。一方、ダウン信号VBDNのパルスが入力されると、MOSスイッチ606が導通状態となり、電流源603の電流I3によってキャパシタ610から電荷が流れ出し、出力電圧VBの電位が下降する。

【0059】この実施例の位相比較器106には、電流源601および603と並列に電流源602および604が設けられているとともに、この電流源602とキャパシタ610との間およびキャパシタ610と電流源604との間にMOSスイッチ607および608が設けられ、これらのMOSスイッチ607および608はDLL制御回路111からの制御信号CNT RLO、CNT R L1により制御されるが、通常制御期間ではMOSスイッチ607および608は共にオフ状態とされ、チャージポンプ106の動作に影響を与えない。MOSスイッチ607および608は、DLL回路が動作を開始する急速制御期間にオン状態とされて、キャパシタ610の充放電速度を速め位相ロック状態への移行を速めるために設けられている。

【0060】また、この実施例のチャージポンプ回路106には、DLL回路の動作開始時にSDRAMのコントロールロジックから供給されるリセット信号RSTによりオン、オフ制御されるリセットスイッチ611が、電源電圧端子VCCとキャパシタ610との間に接続されており、出力電圧が一旦VCCに押し上げられてから動作

を開始するように構成されている。

【0061】チャージポンプ106により生成された電圧VBは、図11に示されている(a)または(b)のカレントミラー回路からなるバイアス回路108へ供給され、このバイアス回路108の出力電流によって上記可変遅延回路101の可変遅延素子に流れる電流が制御され、その電流の大きさによって各遅延素子の遅延時間が決定される。

【0062】なお、図11(a)に示されているバイアス回路108では、単純なカレントミラー回路を用いているが、図11(b)に示すような構成のバイアス回路108を用いることにより可変遅延回路101の遅延量制御特性等を調整することも可能である。具体的には、図11(a)のバイアス回路はその入力電圧VB-出力電流特性が二次関数であるが、図11(b)に示した回路では、入力電圧VBと出力電圧NB IASによって発生する電流が一次関数となるため、図11(a)と比較して、電圧-遅延量制御特性がより線形に近くなる。

【0063】図12には、レプリカ遅延回路103で遅延されたクロックR CKBの位相と入力バッファ140により取り込まれたクロックE CKBの位相を比較する位相周波数比較器105の具体例が示されている。

【0064】この実施例の位相周波数検出回路105は、2つのフリップフロップ801、802と1つのNORゲート回路803とから構成され、各々データ入力端子Dは電源電圧VCCに接続されるとともに、クロック端子に入力バッファ140により取り込まれたクロックE CKBとレプリカ遅延回路103で遅延されたクロックR CKBがそれぞれ入力され、クロックの立ち上がり同期してデータ入力端子よりハイレベルを取り込む。また、フリップフロップ501、502は非同期リセット端子Rを持ち、このリセット端子にはフリップフロップ501、502の反転出力QBを入力信号とするNORゲート回路503の出力がリセット信号として入力されるように構成されており、リセット端子がハイレベルにされると、入力クロックの状態に係わらず直ちにQ出力がロウレベルに、またQB出力がハイレベルにリセットされる。

【0065】位相周波数検出回路105は、図3(h)、(i)に示されているように、クロックE CKBの立ち上がりエッジがR CKBの立ち上がりエッジよりも先に入力されると、フリップフロップ501の出力Qがハイレベル、反転出力QBがロウレベルにされ、図3(j)のように、位相の進みを示す出力信号VDDNがハイレベルに変化される。次に、クロックR CKBの立ち上がりエッジが入力されると、フリップフロップ502の出力Qがハイレベル、反転出力QBがロウレベルにされる。そして、フリップフロップ501、502の反転出力QBが共にロウレベルにされるとその直後に、NORゲート回路503の出力であるPFD_RST信

号にハイレベルに変化される。PFD_RST信号はフリップフロップ501、502のリセット端子に入力されており、出力Qは直ちにロウレベルに変化される。これにより、図3(j)、(k)のように、出力信号VDDNには長いパルスが、また出力信号VDUPには短いパルスが現われる。逆に、ECLKBの立ち上がりエッジよりもRCKBの立ち上がりエッジの方が早いと、出力信号VDDNには短いパルスが、また出力信号VDUPには長いパルスが現われる。これらの信号VDDN、VDUPは、チャージポンプ回路107に供給される。

【0066】図13には、チャージポンプ回路107の具体的な回路例が示されている。この実施例のチャージポンプ回路107は、ローパスフィルタを構成する抵抗RDおよびキャパシタCDと、キャパシタCDを充電するための定電流源701、702およびスイッチ705、706と、リセット用スイッチ707とを備え、入力側にマルチプレクサMUX0、MUX1が、また出力側には差動増幅回路からなる出力アンプ703と初期電圧を生成する電圧フォロウ回路704が設けられている。

【0067】マルチプレクサMUX0、MUX1は、DLL制御回路111から供給される制御信号R_LOCKがハイレベルであるとき、位相周波数比較器105から供給される位相差を示す信号VDUP、VDDNを選択し、制御信号R_LOCKがロウレベルであるとき、レプリカ遅延回路103から供給されるクロックRCKT、RCKBを選択して、MOSスイッチ705、706に入力させる。そして、MOSスイッチ705は、そのゲート端子に入力される信号がハイレベルであれば、電流源701の電流I1を抵抗RDを介してキャパシタCDへ供給して充電させ、ノードn0の電位VDを上昇させる。逆に、MOSスイッチ706への入力が高レベルであれば、抵抗RDを介してキャパシタCDから充電電荷を電流源702の電流I2で引き抜いてノードn0の電位VDを下降させる。

【0068】ノードn0の電位VDは参照電圧VREFと比較され、その電位差が差動増幅回路703で増幅され、差動信号VDP、VDNとして出力される。なお、参照電圧VREFは、図1では省略してあるが本実施例のDLL回路を搭載したDDR SDRAM内に設けられている基準電圧発生回路で発生される基準電圧である。また、チャージポンプ動作開始時のノードn0の電位VDは参照電圧VREFの電位とほぼ等しいことが望ましいため、電圧フォロウ回路704がDLL回路の動作開始前にリセット信号RSTにより活性化されるとともに、これと同時にリセット用スイッチ707がオンされることにより、ノードn0の電位VDを参照電圧VREFと同電位にさせるように構成されている。

【0069】なお、出力アンプ703としてNMOS受の差動増幅回路を採用している理由は、参照電圧VR

EFが基板電位VSSを基準として電位が安定するように生成されて供給されることと、デューティ調整回路102の特性からチャージポンプ回路107の出力VDPとVDNを電源電圧VCCに比較的近い電位にするのが望ましいことにある。一方、電圧フォロウ回路704がPMOS受の差動増幅回路で構成されている理由は、一般的にPMOS受の差動増幅回路の方がNMOS受の差動増幅回路よりも増幅率が高く、電圧フォロウとしての性能が良いためである。

【0070】以上で、本実施例のDLL回路の構成についての説明を終了し、次に本実施例のDLL回路の制御方法について説明する。

【0071】本実施例のDLL回路においては、まず、クロックの立ち上がりエッジの位相制御が行なわれる。具体的には、制御開始時には、DLL制御回路111から出力される制御信号R_LOCKがロウレベルにされて、チャージポンプ回路107はレプリカ遅延回路103から供給されるクロックRCKT、RCKBを選択して動作する。これにより、デューティ調整回路102はクロックICKT、ICKBのデューティを50%とするように動作する。図5および図6のような形式の可変遅延回路101はデューティが50%からずれているとクロックの立ち上がりエッジと立ち下がりエッジに対する遅延効果が異なり、正確な遅延量の設定が行なわれないためである。このデューティ調整動作については、後に詳しく説明する。

【0072】クロックの立ち上がりエッジの位相制御では、位相比較器104に入力されるクロックRCKT2の位相がECKT2の位相より進んでいる場合には、VBDNパルスが出力されてバイアス電圧VBの電位が下がり、可変遅延回路101の遅延量を増大させ、クロックRCKT2の位相が遅れるように制御される。一方、位相比較器104に入力されるクロックRCKT2の位相がECKT2の位相より遅れている場合には、VBUPパルスが出力されてバイアス電圧VBの電位が上がリ、可変遅延回路101の遅延量を減少させ、クロックRCKT2の位相が進むように制御される。このようなフィードバックループによって、クロックECKT2とRCKT2の位相は常に等しくなるように調整され、式1が成り立ち、入力クロックCLK、CLKと位相が一致したデータDQ0~DQ15が出力される。

【0073】さらに、本実施例のDLL回路においては、DLLが動作を開始してから立ち上がりエッジが位相ロックするまでの期間を短縮するために3段階のロックイン制御を行なっている。以下、この3段階ロックイン制御を説明する。まず、DLL動作開始直後はチャージポンプ回路106のリセットスイッチ611がリセット信号RSTによりオンされることにより、出力電圧VBは電源電圧VCCにリセットされる。また、チャージポンプ回路106の電流量を調整する制御信号CNT R

LO, CNTRL1はハイレベルにリセットされる。

【0074】このようにしてチャージポンプ回路106の出力電圧VBがVCCにされると、可変遅延回路101の遅延量は最小になる。このとき、DLL動作開始直後の出力データDQの立ち上がりエッジ位相は、図14(A)に示すように、進み側(グラフは負の値で位相進みを示す)となる。仮に、DLL動作開始直後、データの位相が遅れ側(正の値)になっている場合、CLK、/CLKの周期(1CK)が小さすぎてDLLはロックできないことになる。ここでは、DLL動作開始直後のDQ出力は位相が進んでいるものとして以下説明する。

【0075】DLL動作開始直後に出力データDQの位相が進み側にあると、位相比較器104は位相比較の結果、信号PHASEをハイレベルとしてDLL制御回路111へ出力し、パルス信号VBDNをチャージポンプ回路106へ出力する。この時、DLL制御回路111からチャージポンプ回路106へ供給される制御信号CNTRL0がハイレベルとされるため、チャージポンプ回路106のチャージダウン電流は $I1+I3$ となり、可変遅延回路101の遅延量が急速に増大され、出力データDQの位相が遅れ側になったとき信号PHASEはロウレベルに変化し、DLL制御回路111はこの信号PHASEの変化を見て、チャージポンプ回路106に対する制御信号CNTRL0をロウレベルとする。

【0076】また、出力データDQの位相が遅れ側となった時点から、チャージポンプ回路106へパルス信号VBUPが出力される。しかして、このときCNTRL0はロウレベルとなったがCNTRL1はハイレベルのままであるため、チャージポンプ回路106のチャージアップ電流は $I1+I2$ となる。ここで、図10のチャージポンプ回路106は、 $I2 < I3$ の関係になるように電流源601~604の電流値が調整されており、これにより、急速制御期間T1よりはゆっくりと出力データDQの位相が遅れ方向に制御される(急速制御期間T2)。

【0077】次に、再び位相が進み側になると、信号PHASEがハイレベルとなり、チャージポンプ回路106に対する制御信号CNTRL1はロウレベルに変化される。この後はチャージポンプ回路106のチャージアップ電流、チャージダウン電流はともに $I1$ となり、出力データDQの位相が0になるように微調整を行う(通常制御期間T3)。通常制御期間に入ってから初めて信号PHASEがロウレベルに変化したとき、クロックの立ち上がりエッジがロックしたことになる。この時、DLL制御回路111から出力される信号RLOCKは立ち上がりエッジがロックしたことを示すハイレベルに変化される(立ち上がりエッジロック期間T4)。

【0078】次に、クロックのデューティ制御につい

て説明する。この実施例では、クロックRCKT, RCKBのデューティを50%へ制御するモードと、クロックRCKBのデューティを入力クロックECKBと一致させるモードとが存在し、DLL制御回路111から出力される信号RLOCKが非ロック状態を示すロウレベルの時は、クロックRCKT, RCKBのデューティが50%となるように制御し、信号RLOCK信号がロック状態を示すハイレベルの時は、クロックRCKBのデューティを入力クロックECKBと一致させる制御を行う。

【0079】まず、クロックのデューティを50%に制御する場合について説明すると、信号RLOCKがロウレベルであるので、図13のチャージポンプ107のマルチプレクサMUX0, MUX1は、クロックRCKT, RCKBを選択する。ここで、図15に示すように、クロックRCKTのパルス幅が広く、クロックRCKBのパルス幅が狭い場合を考えると、チャージポンプ回路107において、クロックRCKTがハイレベルのときはノードn0の電位VDは上昇し、逆にクロックRCKBがハイレベルのときはノードn0の電位VDは下降する。しかして、クロックRCKTのパルス幅の方がクロックRCKBのパルス幅よりも広い場合、全体としてはノードn0の電位VDは次第に上昇していく。

【0080】これによって、ノードn0の電位VDを差動増幅回路703によって増幅した出力VDNが上昇し、VDPが下降する。このような出力VDN, VDPが図7のデューティ調整回路102に供給されると、前述したようにクロックICKT, RCKTのパルス幅は減少し、クロックICKB, RCKBのパルス幅は増加し、クロックRCKT, RCKBのデューティが50%でチャージポンプ回路107の出力電位VDN, VDPは均衡する。なお、上記とは逆に、クロックRCKTのパルス幅が狭く、RCKBのパルス幅が広い場合は、チャージポンプ回路107の出力電位VDNが下降し、VDPが上昇し、クロックRCKT, RCKBのデューティ50%で均衡する。そして、このように、クロックRCKT, RCKBのデューティ50%で均衡している状態で、前述したレプリカ遅延回路103-位相比較器104-可変遅延回路101のフィードバックループによる立ち上がりエッジの位相制御が行なわれる。

【0081】次に、位相ロック後におけるクロックRCKBのデューティをECKBと一致させる制御について、図16を参照しながら説明する。図16(a)はクロックRCKBの立ち上がりエッジが遅れている場合、図16(b)はクロックRCKBの立ち上がりエッジが進んでいる場合を示す。なお、このデューティ制御に入る前にクロックRCKTの立ち上がりエッジすなわちRCKBの立ち下がりエッジの位相合わせが終了しているので、図16では、クロックRCKBとECKBの立

ち下がりエッジは一致している。

【0082】このように、入力ECKTとRCKTの立ち上がりエッジの位相は一致しているので、本来なら入力側クロックECKTのデューティとRCKTのデューティが一致していれば、RCKBとECKBの立ち上がりエッジの位相は一致するはずである。しかし、図5および図6のような構成を有する可変遅延回路101では、内部の負荷の不均衡や電流駆動力の不均衡等により入力側クロックECKT、ECKBのデューティに対して、出力側クロックRCKT、RCKBのデューティが変化してしまい、それによりRCKBとECKBの立ち上がりエッジの位相は一致しない場合が生じる。図16(a)、(b)はそのような状態を示す。

【0083】前述したように、位相ロック状態では、信号R_LOCKはハイレベルとされることから、図13のチャージポンプ回路107は入力信号として位相周波数比較器105の出力VDUP、VDDNを選択している。一方、上記のようにクロックRCKBとECKBの立ち上がりエッジが一致していない場合には、図16に示すように、両クロックの位相差と等しい幅のVDDN信号もしくはVDUP信号が位相周波数比較器105から出力される。このVDDN、VDUP信号は、チャージポンプ回路107へ供給される。そして、図16(a)のようにクロックECKBの立ち上がりエッジが早ければ、位相周波数比較器105から出力される信号VDDN、VDUPは、VDDNが大きくVDUPが小さいため、チャージポンプ回路107の出力VDPの電位が下降し、VDNの電位が上昇する。

【0084】これにより、図7のデューティ調整回路102は、クロックICKTのパルス幅を増加させ、ICKBのパルス幅を減少させる。その結果、クロックICKT、ICKBのデューティは入力側クロックECKB、ECKBのデューティに近づく。この制御を数回行なうと、クロックRCKBの立ち上がりエッジがECKBの立ち上がりエッジと一致するようになる。

【0085】逆に、図16(b)のようにクロックRCKBの立ち上がりエッジが早ければ、位相周波数比較器105から出力される信号VDDN、VDUPは、VDUPが大きくVDDNが小さいため、チャージポンプ回路107の出力VDPの電位が上昇し、VDNの電位が下降する。これにより、図7のデューティ調整回路102は、クロックICKTのパルス幅を減少させ、ICKBのパルス幅を増加させる。

【0086】その結果、クロックICKT、ICKBのデューティは入力側クロックECKB、ECKBのデューティに近づく。この制御を数回行なうと、クロックRCKBの立ち上がりエッジがECKBの立ち上がりエッジと一致する。クロックRCKBの立ち上がりエッジとECKBの立ち上がりエッジが一致すると、VDUP、VDDNのパルス幅は極めて小さくなり、かつパル

ス幅が一致する。この状態で、デューティ制御は均衡し、クロックRCKBの立ち上がりエッジとECKBの立ち上がりエッジが一致した状態が保たれる。なお、このデューティ制御の間においても、入力クロックECKBの立ち下がりエッジとRCKBの立ち下がりエッジが可変遅延回路の遅延量制御によって常に一致するように制御されている。よって、クロックRCKBの立ち上がりエッジがECKBの立ち上がりエッジと一致したことで、クロックECKBとRCKBのデューティは一致したと言える。

【0087】次に、本実施例のDLL回路における位相制御開始から位相ロック状態に到るまでの位相制御とデューティ制御との関連をより具体的に説明する。なお、ここでは、入力クロックCKTのデューティは40%であるとする。このとき、逆相のクロック/CLKのデューティは言うまでもないが60%である。

【0088】図14に示すように、DLL回路の動作開始から立ち上がりエッジがロックされるまでの期間T1～T3は、デューティの制御はクロックRCKT、RCKBのデューティが50%に向かうように行なわれるため、出力データDQのデューティは40%からしだいに増加して50%になる。そして、立ち上がりエッジがロックしたタイミング以降は、クロックRCKBのデューティをECKBと一致させるように制御するため、出力データDQのデューティは50%から速やかに入力クロックCLKのデューティ40%に変化する。

【0089】なお、立ち上がりエッジがロックされるまでの期間T1～T3は、デューティの制御を行なわなくても原理的に問題はない。しかし、図6に示すようなアナログ制御方式の可変遅延素子401は、可変遅延回路101での遅延量 τ_2 が大きくなると、バイアス電圧NBASを低くしても立ち下がりエッジの遅延量は増加するが、立ち上がりエッジの遅延量が増加しなくなるおそれがある。そのため、サイクル時間 τ_{CK} が大きい場合、遅延量 τ_2 が正常に制御できる限界を超えてバイアス電圧NBASが低くなることもある。そして、立ち上がりエッジの遅延量が増加しなくなった場合、立ち上がりエッジで位相がロックできなくなり、立ち上がりエッジの位相制御が破綻してしまうおそれがある。

【0090】しかしその時、本実施例のように、クロックのデューティを50%に制御していれば、可変遅延回路101の出力クロックOCKT、OCKBの立ち上がりエッジの遅延量が増加しなくても、立ち下がりエッジの遅延量が増加することで、デューティ調整回路102の出力クロックICKT、ICKBの立ち上がりエッジの遅延量は増加する。これによって、バイアス電圧NBASが低い状態で立ち上がりエッジの位相制御が破綻するのを回避し、デューティずれに伴う位相ロックレンジの減少を防止することができる。

【0091】図18は、本発明を適用したDLL回路を搭載したDDR SDRAMのブロック図を示す。

【0092】図18のSDRAMは、複数のメモリセルがマトリクス状に配置された例えば4つのバンクからなり全体で256メガビットのような記憶容量を有するメモリセルアレイ200A~200Dと、外部から入力されるアドレスA0~A14を内部に取り込むアドレスバッファ204と、前記アドレスバッファ204により取り込まれたアドレスのうち行アドレスをラッチする行アドレスラッチ205と、前記アドレスバッファ204により取り込まれたアドレスのうちバンクアドレスをデコードしてメモリセルアレイ200A~200Dのいずれかを選択するバンク選択回路212と、列アドレスをラッチする列アドレスラッチ206と、行アドレスをデコードしてメモリアレイ200A~200D内のワード線を選択する行アドレスデコーダ201A~201Dと、ワード線を選択によりビット線に読み出された信号を増幅するセンスアンプ回路203A~203Dと、列アドレスラッチ206にラッチされた列アドレスを内部で自動的に更新する列アドレスカウンタ207と、列アドレスをデコードしてメモリアレイ200A~200D内のカラム（ビット線）を選択する列アドレスデコーダ203A~203Dと、外部から入力されるチップセレクト信号／CSなどの制御信号を受けて内部の制御信号を生成するコントロールロジック209と、前記メモリアレイ200A~200Dから読み出されたデータを外部に出力するデータ出力バッファ211と、前記出力バッファ211から出力されるデータのタイミングを示すデータストローブ信号DQSの出力バッファ215と、前記出力バッファ211から出力されるデータのタイミングを制御する本発明に係るDLLからなるクロック生成回路214と、外部から入力されるデータを受け入れ入力バッファ210と、外部から入力される制御信号に基づいてメモリアレイ200A~200Dのリフレッシュを行なうリフレッシュ制御回路208と、外部から入力されるアドレス信号の一部に基づいて動作モードを設定するモードレジスタ213などを備えている。

【0093】前記コントロールロジック209に外部から入力される制御信号としては、チップを選択状態にする前記チップセレクト信号／CSの他、互いに逆相の一對のクロックCLK、／CLK、クロックが有効であることを示すクロックイネーブル信号CKE、行アドレスストローブ信号／RAS（以下、RAS信号と称する）、列アドレスストローブ信号／CAS（以下、CAS信号と称する）、データの書き込み動作を指示するライトイネーブル信号／WE、データの入出力タイミングを示すデータストローブ信号DQS、データの入出力を禁止するデータマスク信号DMなどがある。これらの信号のうち符号の前に“／”が付されているものは、ロウレベルが有効レベルであることを意味している。コントロ

ールロジック209は、入力コマンドのうちモードレジスタへの設定を指示するMRSコマンドに応じて、内部レジスタにCASレイテンシの値等が保持される。

【0094】この実施例のDDR SDRAMにおいては、外部クロックCLK、／CLKはクロックイネーブルCKE信号がハイレベルであるときコントロールロジック209に対して有効とされる。DLLから出力される内部クロックはDDR SDRAMの読出し（READ）動作時に必要になるため、ここではDDR SDRAMにおける読出し動作について説明する。

【0095】DDR SDRAMに限らずアドレスマルチプレクスを採用しているDRAM（ダイナミック・ランダム・アクセス・メモリ）は、アクティブコマンドACTVの入力により行アドレスが取り込まれてメモリアレイ200A~200Dがアクティブ状態にされる。その後、読出しコマンドREADが入力されると列アドレスが取り込まれてカラムの選択が行なわれる。

【0096】DDR SDRAMではデータ入出力の効率を上げるため、4つのメモリアレイ200A~200Dに分割されている。メモリアレイ200A~200Dをアクティブにするために、CLKが立ち上がり側のCLK、／CLKのクロスポイント時に、CKE=1、／CS=0、／RAS=0、／CAS=1、／WE=1という信号の組合せからなるアクティブコマンドACTVが入力されると、アドレス信号A0~A14信号はバンクアドレス信号と行アドレス信号とに分割され、それぞれバンク選択回路212と行アドレスラッチ206へ取り込まれる。そして、バンクアドレス信号に対応したバンクと行アドレス信号に対応したワード線が選択されると、選択ワード線に接続されているメモリアレイのデータがビット線に読み出されてセンスアンプ回路202A~202Dによって増幅され、保持される。

【0097】その後、センスアンプ回路202A~202Dから目的のデータを読み出すため、列アドレスを指定する。CLKが立ち上がり側のCLK、／CLKのクロスポイント時に、CKE=1、／CS=0、／RAS=1、／CAS=0、／WE=1という信号の組合せからなる読出しコマンドREADが入力されると、アドレス信号A0~A14信号はバンクアドレス信号と列アドレス信号とに分割され、それぞれバンク選択回路212と列アドレスラッチ206へ取り込まれる。／WE=1が指定されているため、コントロールロジック209は読み出し動作であることを認識し、バンクアドレス信号で指定されたバンクがアクティブであれば読み出し動作を開始する。そして、列アドレスデコーダ203A~203Dによって選択されたカラムのデータはデータ出力バッファ211へ読み出され、DLL214から出力される内部クロックのタイミングでラッチされる。DLL214から出力される内部クロックは、前述したように、データ出力バッファ211における遅延の分だけ、

CLK, /CLKに対して早い位相を持っているため、出力データDQは外部クロックCLK, /CLKと同位相となる。

【0098】また、DDR SDRAMは、アクティブコマンドACTVが発行されてから読出しコマンドREADが発行できるようになるまでのサイクル数、読出しコマンドREADが発行されてからデータが出力されるまでのサイクル数、DLLのオン／オフなど、様々な動作条件を内部レジスタ213に保持する。この内部レジスタ213の値を書きかえるためのコマンドが存在する。DDR SDRAMは大きく分けて2種類の内部レジスタが存在し、それぞれMRS（モードレジスタセット）コマンド及びEMRS（エクステンディッドモードレジスタセット）コマンドで内容を書きかえる。CLKが立ち上がり側のCLK, /CLKのクロスポイント時に、CKE=1, /CS=0, /RAS=0, /CAS=0, /WE=0という信号の組合せが入力され、例えばその時のアドレス信号A14の値が“0”の場合はMRSコマンド、A14が“1”の場合にはEMRSコマンドとなる。A14以外のアドレスの入力によって、レジスタの内容が適宜書き換えられる。

【0099】また、DLL214は、電源投入直後もしくはセルフフレッシュ状態から抜けたときにモードレジスタ設定コマンドMRSやセルフフレッシュ終了コマンドSELFXが入力されることにより動作を開始するようにされる。この時DDR SDRAMの規格によって、図17に示すように、モードレジスタ設定コマンドMRSやセルフフレッシュ終了コマンドSELFXが入力されてから、最低でも200サイクルの期間READコマンドを投入することは禁止されている。したがって、この200サイクルの間に、DLLでの位相ロック動作が完了すればよく、前記実施例のDLLではそのような位相ロックが可能である。しかも、モードレジスタ設定コマンドMRSやセルフフレッシュ終了コマンドSELFXが入力されるときに、クロックの周期が変更されていても前記実施例のDLLを搭載したSDRAMでは周期に応じた位相ロックが行なわれる。従って、クロック周波数の遅い低消費電力モードを有するシステムでは、前記実施例のDLLを搭載したSDRAMの消費電力も低減することができる。

【0100】以上、本発明よりなされた発明を実施例に基づき具体的に説明したが、本願発明は前記実施例に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能であることはいうまでもない。例えば、本実施例ではクロックのデューティ調整回路を可変遅延回路の出力直後に設けたが、デューティ調整機能は可変遅延回路101内に設けることも可能である。また、実施例のデューティ調整回路102は、クロックDCKT, DCKBのデューティを調整しつつ増幅する形式の回路で構成されているが、それぞれの機能を独立さ

せ、デューティ調整回路+小信号増幅回路のような構成を有する回路を用いてもかまわない。

【0101】さらに、クロックのデューティ制御を行う信号（例えばVDP, VDN）をDLL外部に出力して、入力バッファ回路140や出力データラッチ回路121やデータ出力バッファ122でデューティ調整を行なうようにし、また、DLL外部でデューティ調整を行なう場合には、レプリカ遅延回路103にもデューティ調整機能を付加する必要がある。さらに、本実施例で用いた可変遅延回路101は、クロックECKT, ECKBのデューティが50%から外れている場合、遅延制御特性が悪化する場合は考えられるため、入力バッファ回路140においてR_{LL}LOCK信号の状態に係わらずクロックECKT, ECKBのデューティが50%になるよう制御し、DLL回路内部で出力データDQとデータストローブ信号DQSのデューティが入力クロックCLKと等しくなるように制御すると言う応用例も考えられる。

【0102】また、本実施例では、R_{LL}LOCK信号を用いて立ち上がりエッジの位相ロックを検出し、R_{LL}LOCK信号に応じてデューティを制御する方式を変更するように構成したが、立ち上がりエッジの位相ロックを検出することが困難な制御の場合には、ある決められた期間で立ち上がりエッジを確実に位相ロックできるように設計し、その期間が過ぎる前はデューティを50%に制御するかもしれない無制御とし、その期間が過ぎた後は出力データDQとデータストローブ信号DQSのデューティが入力クロックCLKと等しくなるように制御すると言う方式も考えられる。

【0103】また、本方式はDLL回路に限定するものではなく、基準となるクロックに位相を一致させるように制御する他のクロック生成回路においても有効な発明である。例えば、PLL（フェイズ・ロックド・ループ）、SMD（シンクロナス・ミラー・ディレイ）、NDC（ネガティブ・ディレイ・サーキット）、BDD（バイ・ディレクショナル・ディレイ）などを用いたクロック生成回路にデューティ調整回路を設け、立ち上がりエッジをPLL, SMD, NDC, BDDで制御し、立ち下がりエッジをデューティ調整回路で制御すると言った方式が考えられる。さらに、クロックの立ち下がりエッジで遅延量を制御し、立ち上がりエッジでデューティを制御すると言った方式も考えられる。

【0104】

【発明の効果】本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば、以下の通りである。

【0105】すなわち、本発明を適用したクロック生成回路は、クロックの立ち上がりエッジと立ち下がりエッジの双方において高精度な位相制御を行なうことが可能になり、出力クロックのデューティを入力クロックの

デューティに一致させることができる。また、可変遅延回路の動作が限界に達し、立ち下がりがエッジの遅延量は大きくなるが、立ち下がりがエッジの遅延量は大きくならないような状態でも立ち上がりエッジの位相ロックを行なうことができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明を適用した D L L 回路の一実施例の概略構成を示すブロック図である。
 【図 2】 実施例の D L L 回路における 1 C K ロック状態と 2 C K ロック状態における外部クロックの周期と内部遅延との関係を示す説明図である。
 【図 3】 実施例の D L L 回路におけるハーモニックロックを説明するタイミング図である。
 【図 4】 本発明を適用して有効な半導体記憶装置の一例としての S D R A M における入力バッファ回路の具体例を示す回路図である。
 【図 5】 実施例の D L L 回路における可変遅延回路の具体例を示すブロック図である。
 【図 6】 実施例の D L L 回路における可変遅延回路を構成する可変遅延素子の具体例を示す回路図である。
 【図 7】 実施例の D L L 回路におけるデューティ調整回路の具体例を示す回路図である。
 【図 8】 図 7 のデューティ調整回路の動作を示す波形図である。
 【図 9】 実施例の D L L 回路における位相比較器の具体例を示すブロック図である。
 【図 10】 実施例の D L L 回路における第 1 のチャージポンプ回路 104 の具体例を示す回路図である。
 【図 11】 実施例の D L L 回路におけるカレントミラー型バイアス回路の具体例を示す回路図である。

【図 12】 実施例の D L L 回路における位相周波数比較器の具体例を示すブロック図である。

【図 13】 実施例の D L L 回路における第 2 のチャージポンプ回路 107 の具体例を示す回路図である。

【図 14】 実施例の D L L 回路が位相ロックするまでの各信号の遷移を示すタイミング図である。

【図 15】 図 13 のチャージポンプ回路の動作を示すタイミング図である。

【図 16】 実施例の D L L 回路において出力クロックの立ち下がりがエッジを入力クロックの立ち下がりと一致させるときの各信号の遷移を示すタイミング図である。

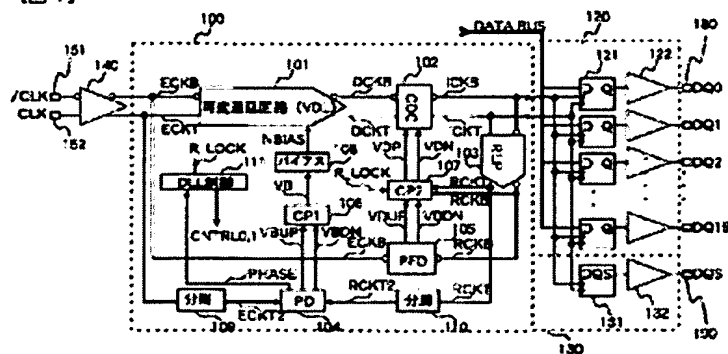
【図 17】 S D R A M における S E L F X コマンド入力から R E A D コマンド投入までのサイクル数を説明するタイミング図である。

【図 18】 本発明を適用した D L L 回路を用いた D D R S D R A M の実施例を示すブロック図である。

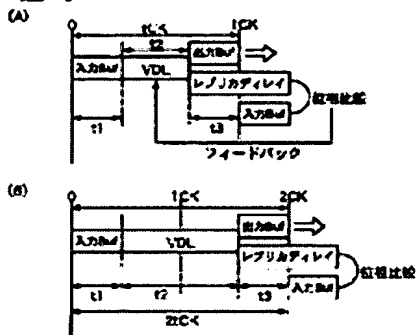
【符号の説明】

- 101 可変遅延回路
- 102 デューティ調整回路
- 103 レプリカ遅延回路
- 104 位相比較器
- 105 位相周波数比較器
- 106, 107 チャージポンプ回路
- 108 バイアス回路
- 109, 110 分周回路
- 111 D L L 制御回路
- 120 データ出力回路
- 130 データストローブ信号出力回路
- 140 入力バッファ回路
- 401 可変遅延素子

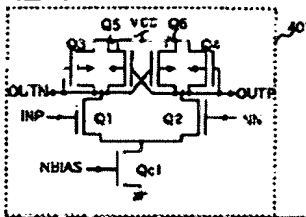
【図 1】



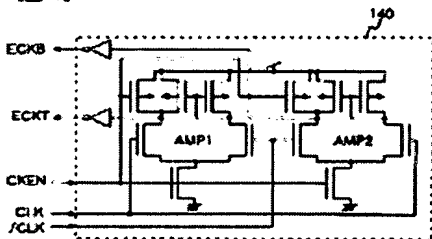
【図 2】



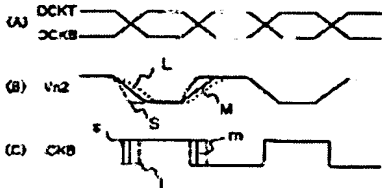
【図 6】



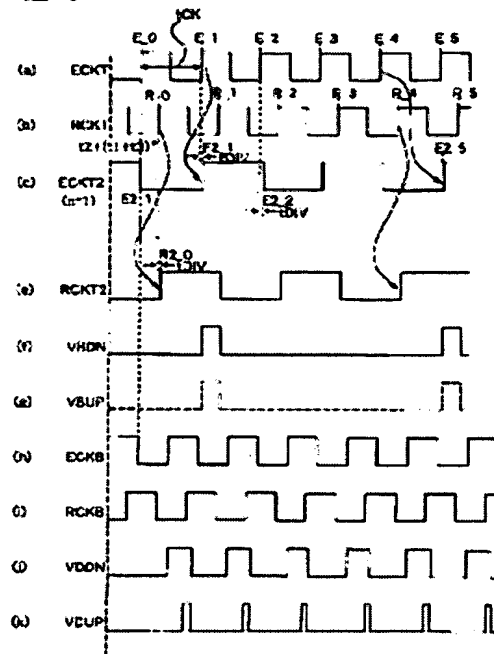
【図 4】



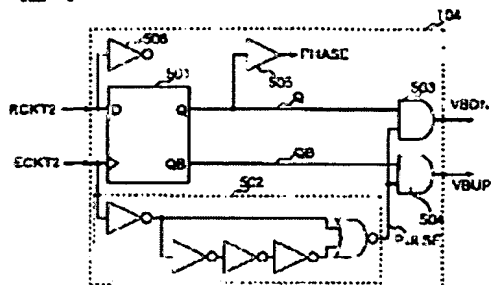
【図 8】



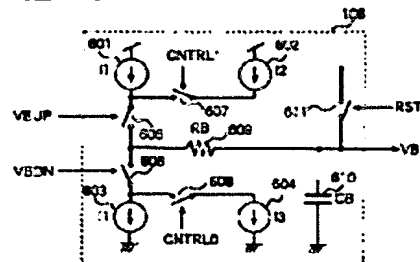
【図 3】



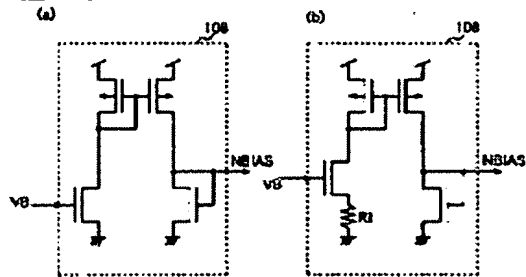
【図 9】



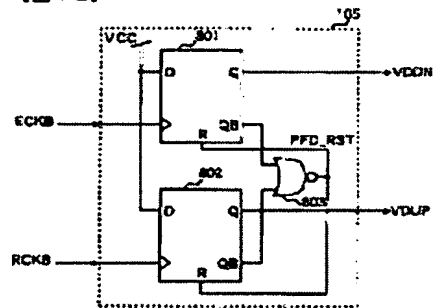
【図 10】



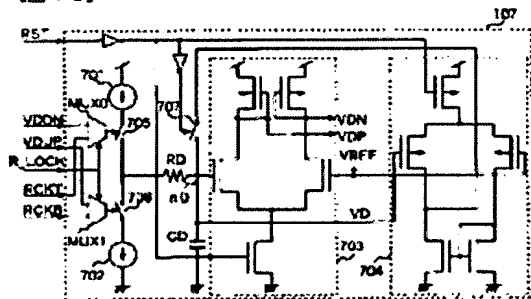
【図 11】



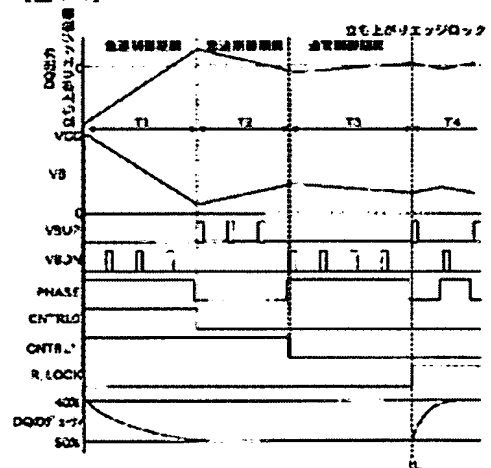
【図 12】

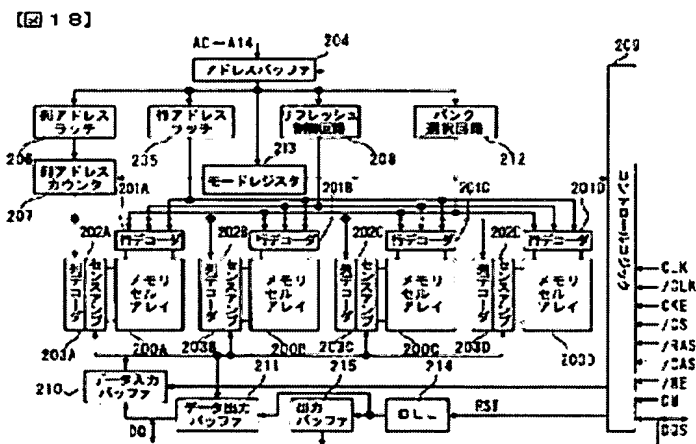
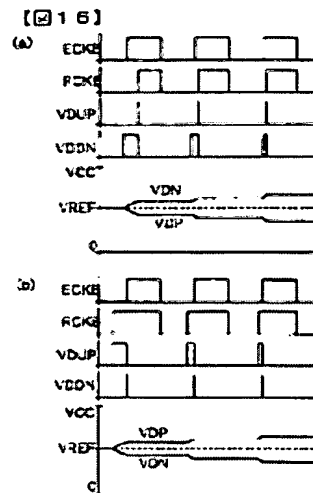
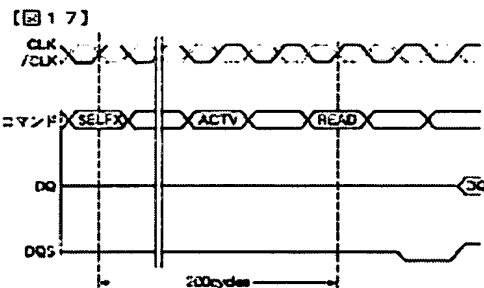


【図 13】



【図 14】





フロントページの続き

(72)発明者 千ヶ崎 英夫
千葉県茂原市早野3681番地 日立デバイス
エンジニアリング株式会社内

(72)発明者 富下 広基
東京都小平市上水本町五丁目20番1号 株
式会社日立製作所半導体グループ内

Fターム(参考) SB024 AA03 AA15 BA21 BA23 CA07
SB079 BA20 BB10 BC03 CC02 DD05
DD06 DD20
SJ001 AA04 BB00 BB05 BB08 BB11
BB12 BB14 BB24 BB25 CC00
DD06
SJ106 AA04 CC24 CC31 CC52 CC58
CC59 DD01 DD24 DD32 DD42
DD43 DD48 GG10 HH02 KK05

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.